

III.1.Introduction

Depuis une trentaine d'années, plusieurs stratégies de commande ont été développées pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine à induction. Ces méthodes appelées " commandes vectorielles" assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu.[29] Au cours des dernières années, le développement de nouvelles techniques de traitement des signaux ont permis la réalisation des structures de commande beaucoup plus évoluée. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de commande directe du couple (DTC) et de la puissance (DPC), Les synoptiques de commande ont certes évolués dans le sens d'améliorer certains aspects comme la minimisation de l'influence des paramètres de la machine. Le principe du contrôle direct, notamment du couple, a été proposé en 1986 par TAKAHASHI, et il a été développé plus tard pour d'autres applications. Le but était d'éliminer le bloc de modulation et les boucles internes en les remplaçant par un tableau de commutation dont les entrées sont les erreurs entre les valeurs de référence et les mesures effectuées.

La première application développée était le contrôle d'une machine électrique et la structure de contrôle était connue sous le nom de Contrôle Direct du Couple ou DTC (Direct Torque Control). Dans ce cas, on contrôle le flux statorique et le couple électromagnétique de la machine sans aucun bloc de modulation. Ensuite, une technique similaire, mais appliquée sur la puissance, appelée Contrôle Direct de Puissance ou DPC (Direct Power Control) était proposée par [30]et développée après par [31]pour une application de contrôle des redresseurs en remplacement de la commande classique basés sur la régulation de boucles de courant. Dans cette nouvelle technique de commande, les variables contrôlées sont les puissances active et réactive instantanées.

Ce chapitre a pour objectif d'étudier et d'appliquer deux techniques de commande (DTC et DPC) permettant de contrôler le fonctionnement dans les conditions optimales du système de conversion d'énergie éolienne .Au premier lieu nous présentons le principe de la DTC appliqué au convertisseur coté rotor de la MADA CCM.

Ensuite, dans cette étude, on applique la DPC au convertisseur coté réseau CCR. Dans l'implémentation de cette commande nous utilisons une table de commutation, synthétisée à partir de l'étude de variations des puissances instantanées active et réactive, assure un contrôle simultané et précis de ces dernières

Enfin, des résultats de simulation sont présentés pour mettre en évidence les performances des deux techniques de contrôle proposées dans la commande du système de conversion d'énergie éolienne.

III.2. Contrôle directe de couple (DTC) du convertisseur cote machine CCM

III.2.1 Principe de la commande directe du couple DTC

Le principe est la régulation directe du couple de la machine asynchrone à double alimentation par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont le flux rotorique et le couple électromagnétique qui sont commandées par des régulateurs à hystérésis. Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs[32],[33]

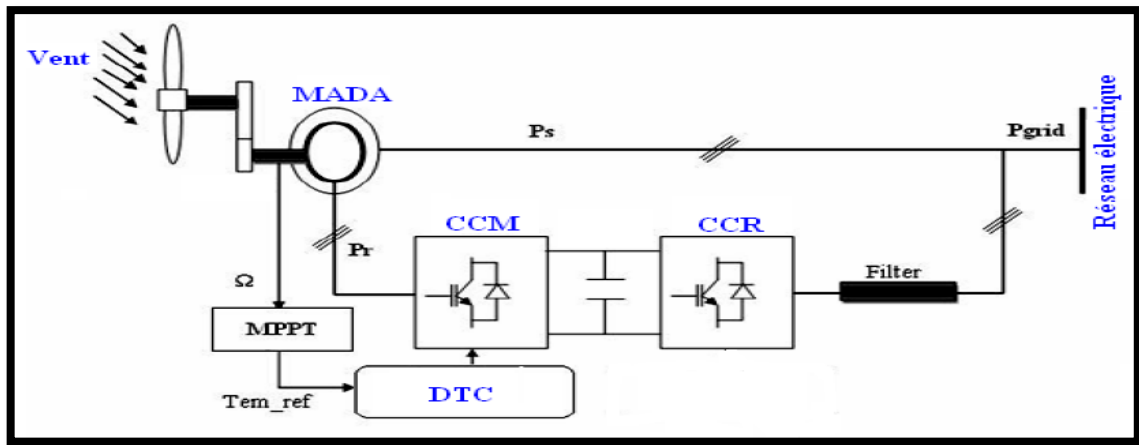


Figure III 1 Structure de la commande(DTC)du système de conversion d'énergie éolienne.

III.2.2. Structure de la commande directe du couple (DTC)

Le convertisseur de puissance utilisé dans le côté rotor de la machine CCM est un onduleur de tension classique à 2 niveaux. Ce dernier permet d'atteindre 8 positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de tension de l'onduleur.

$$\vec{V}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} [S_a + S_b.e^{(j\frac{2\pi}{3})} + S_c.e^{(j\frac{4\pi}{3})}] \quad (III.1)$$

Les différentes combinaisons des 3 grandeurs (Sa, Sb, Sc) permettent de générer huit positions du vecteur \vec{V}_r dont deux correspondants au vecteur nul.

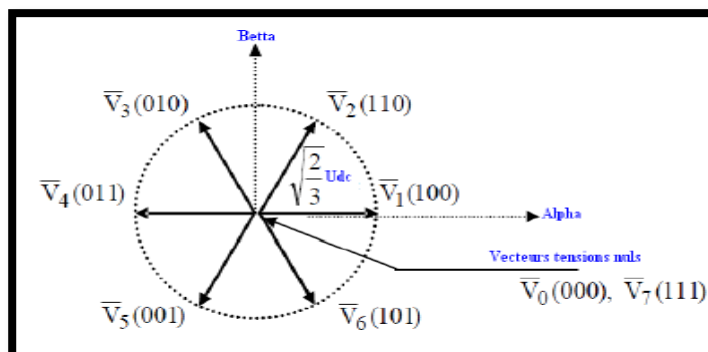


Figure III 2 vecteurs de tension Vr.

Les vecteurs tensions des états V1 à V6 sont appelés vecteurs actifs tandis que V0 et V7 sont appelés vecteurs nuls, parce qu'ils n'ont aucun angle et phase. Chaque bras de commande a besoin d'être complémentaire. Cela veut dire d'avoir, sur un même bras, lorsque le transistor de l'étage supérieur est fermé, celui du bas doit obligatoirement être ouvert, et vice versa. Chaque état conduit le courant dans les trois phases du moteur, produisant les vecteurs de tensions. Du fait que la somme des trois tensions simples est égale à zéro. [34]

III.2.3. Modélisation de la commande DTC

a. Représentation par un onduleur de tension triphasé

L'onduleur de tension triphasé est un convertisseur statique permettant la transformation d'une tension continue en une tension alternative triphasée. Les trois bras comprenant chacun deux interrupteur. Chaque interrupteur se compose d'un 'IGBT' et une diode monté en antiparallèle (Figure III.3).

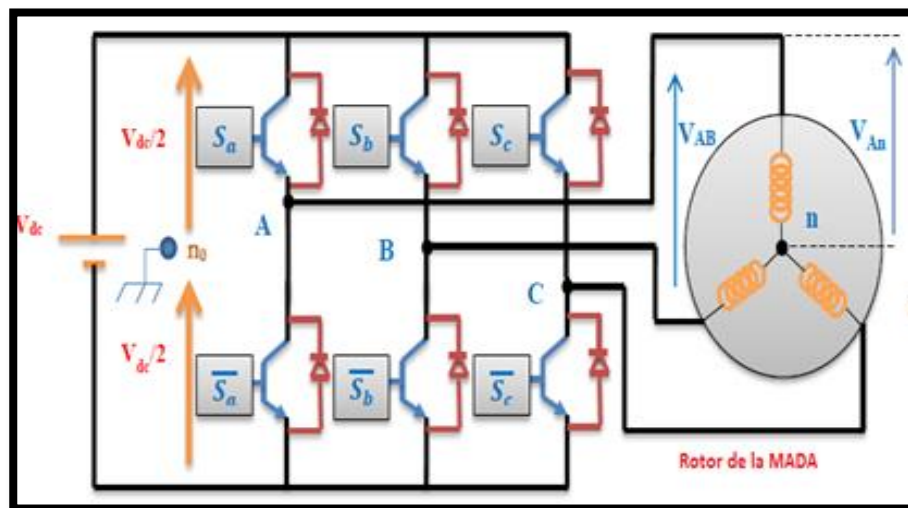


Figure III 3 Onduleur de tension.

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur multi niveaux, on supposera que

- La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé. [27],[25]

b. Modélisation de l'onduleur de tension

Dans cette modélisation, on suppose que les composants de l'onduleur sont des interrupteurs parfaits, ayant une image des signaux logiques de commande S_i ($i=a,b,c$) telles que s_i . [25],[27]

- Si=1 l'interrupteur du haut est fermé et celui en bas est ouvert.
- Si=0 l'interrupteur du haut est ouvert et celui en bas est fermé.

A base de ces conditions on peut déduire les tensions phase-point fictif de la source n0 comme le montre le système d'équation suivant

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)V_{dc} \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)V_{dc} \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)V_{dc} \end{cases} \quad (III.2)$$

On obtient ainsi

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (III.3)$$

En remplaçant (III.1) dans (III.2) on trouve le modèle de l'onduleur :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (III.4)$$

On peut exprimer les tensions de ligne en fonction de la tension continue V_{dc} et de l'état des commutateurs. On définit pour ça les variables S_a, S_b, S_c en fonction de l'état des commutations dans les trois branches.

➤ **Branche 1**

$S_a = 0$ si S_1 est en position off et S_4 est à on.

$S_a = 1$ si S_1 est en position on et S_4 est à off.

➤ **Branche 2**

$S_b = 0$ si S_2 est en position off et S_5 est à on.

$S_b = 1$ si S_2 est en position on et S_5 est à off.

➤ **Branche 3**

$S_c = 0$ si S_3 est en position off et S_6 est à on.

$S_c = 1$ si S_3 est en position on et S_6 est à off.

c. Représentation par vecteurs spatiaux

Le vecteur \vec{V}_r est directement calculé à partir des états des 6 interrupteurs de puissance de l'onduleur et de la tension continue V_{dc} . L'état, ouvert ou fermé, des interrupteurs de puissance est représenté par 3 grandeurs booléennes de commande notées S_i ($i=a, b, c$).

$$\vec{V}_r = \frac{2}{3} (V_{an} + V_{bn}.e^{(j\frac{2\pi}{3})} + V_{cn}.e^{(j\frac{4\pi}{3})}) \quad (III.5)$$

Les combinaisons des 3 grandeurs (S_a, S_b, S_c) permettent de générer, par rapport au système d'axe (d, q), 8 positions de vecteur tension dont 2 correspondent au vecteur nul [30] : $(S_a, S_b, S_c) = (111)$ ou $(S_a, S_b, S_c) = (000)$. [20]

$$\vec{V}_r = \vec{V}_s \alpha + j\vec{V}_s \beta = \sqrt{\frac{2}{3}} (S_a + S_b.e^{(j\frac{4\pi}{3})}) \quad (III.6)$$

Les huit vecteurs de tensions sont représentés dans le plan (α, β) où V_0 et V_7 sont identiquement nuls. Les six autres ont le même module égale à $\sqrt{(2/3)}V_{dc}$. Les extrémités de ces six vecteurs définissant les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de $\pi/3$. [5] égale à zéro. [34]

III.3. Contrôle de la commande DTC

a. Contrôle du flux rotoriques

La figure (III.4) illustre la relation entre les vectrices tensions et l'évolution du flux Φ_s dans chaque secteur.

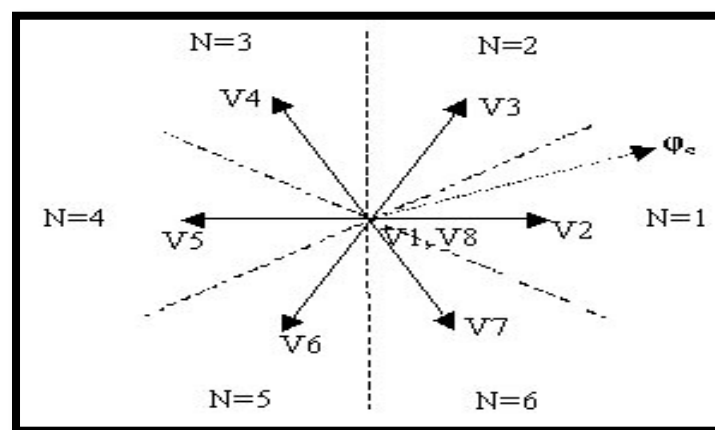


Figure III 4 Vecteurs tensions et secteurs de détection.

L'évolution de l'extrémité du vecteur flux rotorique dans le cas où $V_r = V_3$. La figure précédente montre que la composante radiale de vecteur tension agit sur l'amplitude du vecteur flux et sa composante tangentielle agit sur la position du vecteur flux (le secteur de détection). En sélectionnant pas à pas le vecteur tension approprié, il est possible de faire suivre au vecteur

flux statorique une trajectoire choisie permettant d'avoir une bonne dynamique de la machine [35],[27] .

Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa.[20]

On se modélisé leur modèle dans un repère fixe (α, β) lié au rotor. Le flux rotorique de la machine asynchrone à double alimentation est obtenu à partir de l'équation suivante

$$\begin{aligned} V_s &= R_r I_r + \frac{d\phi_s}{dt} \\ V_s &= R_r I_r + \frac{d\phi_r}{dt} - j\omega\phi_r = 0 \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

Par les deux équations précédentes, on obtient

$$\phi_s = \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{I_s}) dt + \overline{\phi_s(0)} \quad (\text{III.8})$$

En négligeant la chute de tension $R_s I_s$ devant les tensions V_s pour les grandes vitesses on obtient

$$\phi_s = \int_0^t \overline{V_s} dt + \overline{\phi_s(0)} \quad (\text{III.9})$$

Pendant une période d'échantillonnage T_e où l'on applique un vecteur de tension à la machine l'équation (III.9) devient

$$\phi_s = V_s T_e + \phi_s(0) \quad (\text{III.10})$$

$$\text{On pose :} \quad \Delta\phi_s = \phi_s - \phi_s(0) = V_s T_e \quad (\text{III.11})$$

La figure (III.5.a) montre que la sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux rotorique dans le plan, (α, β) . L'erreur du flux rotorique $\Delta\Phi_r$ est proportionnelle au vecteur de tension appliqué au stator de la machine.

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, a pour but de maintenir l'extrémité du vecteur flux rotorique dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III.5.b), la sortie de ce comparateur est une variable booléenne prenant la valeur (1) lorsque l'erreur du flux est positive et (0) lorsqu' elle est négative [35]

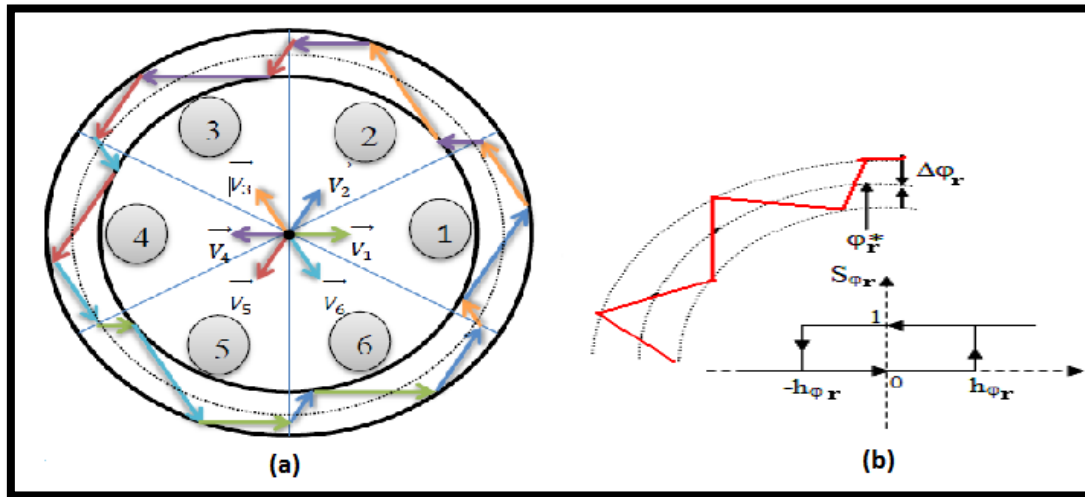


Figure III 5 a) Contrôle de l'amplitude de flux du correspond aux vectrices tensions V_i .

b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux utilisé pour contrôler le flux rotorique

La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivant l'intervalle de commande des interrupteurs, lui-même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques. [20]

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta\Phi_r > h\Phi_r & \implies S_{\Phi_r} = 1 \\ \text{Si } \Phi_r \leq 0 \leq \Delta h\Phi_r \text{ et } d\Delta\Phi_r/dt > 0 & \implies S_{\Phi_r} = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\Phi_r \leq h\Phi_r \text{ et } d\Delta\Phi_r/dt < 0 & \implies S_{\Phi_r} = 1 \\ \text{Si } \Delta\Phi_r < -h\Phi_r & \implies S_{\Phi_r} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{III.12})$$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\Phi_r$, entre le flux de référence Φ_{rref} et le flux estimé Φ_r dans comparateur à hystérésis à deux niveaux (figure III.5.b), celui-ci génère à sa sortie, la valeur $S_{\Phi_r} = +1$ pour augmenter le flux et $S_{\Phi_r} = 0$ pour le réduire. Ce type de correcteur permet d'obtenir une bonne performance dynamique du flux Φ_r . Ainsi, pour faire évoluer le vecteur de flux rotorique dans une couronne circulaire, les vecteurs V_{i+1} ou V_{i+2} peuvent être sélectionnés [5]. Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux Φ_r . Ainsi, pour aller en marche arrière, on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur. [20]

b. La commande des onduleurs

Dans ce chapitre nous allons utiliser la technique classique, elle consisté à comparer la modulante (le signal à synthétiser) à une porteuse généralement triangulaire. Le signal de sortie vaut 1 si la modulante est plus grande que la porteuse, 0 sinon ; le signal de sortie change donc d'état à chaque intersection de la modulante et de la porteuse (figure III.5). [36]

c. Contrôle du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique durant l'intervalle de commande peut être écrite sous la forme [35]

$$C_{em} = \frac{pLm}{(\sigma L_s L_r)} |\varphi_r| |\varphi_s| \sin \theta_{sr} \quad (III.13)$$

Où $\theta_{sr} = \theta_s - \theta_r$ est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique, le flux statorique Φ_s qui définit par l'équation (III.10).

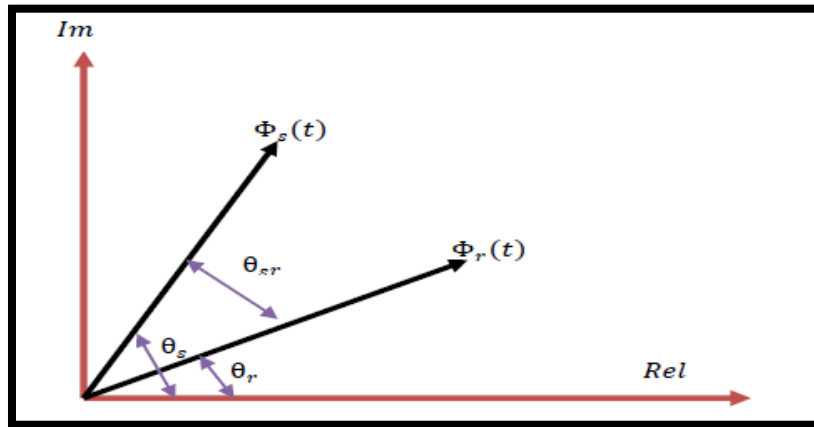


Figure III 6 Représentation complexe des vecteurs flux statorique et rotorique.

De cette (figure III.6) et à partir de l'équation (III.12), on constate que le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs Φ_s et Φ_r et de leur position relative $[\theta_r]$. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux Φ_s (à partir de V_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de Φ_s et Φ_r , donc le couple. Ceci est bien sûr possible si la période de commande T_e de la tension V_s est telle que $T_e \ll \sigma T_r$. [36]

Pour la correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux, donné par la figure (III.7). Ce correcteur permet de contrôler la machine dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif à la sortie du correcteur.[37].

Ce comparateur est modélisé par l'algorithme de l'équation (III.13), tels que ' $Scem$ ' représente l'état de sortie du comparateur et ' $hcem$ ' la limite de la bande d'hystérésis

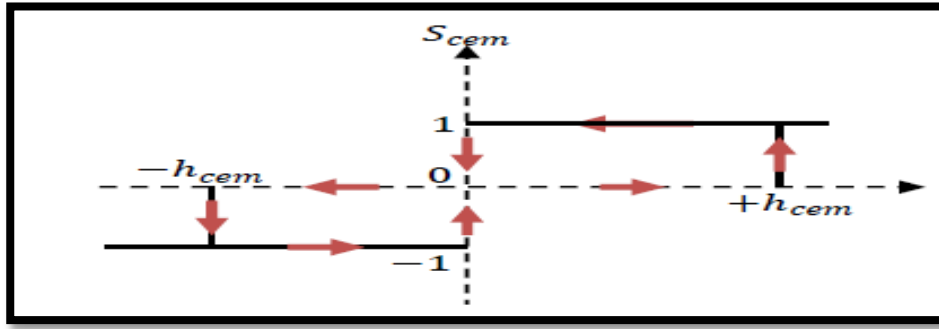


Figure III 7 Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique.

On peut écrire alors

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta C_{em} > h_{cem} & \implies Sc_{em} = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_{em} \leq h_{cem} \quad \text{et } dC_{em}/dt > 0 & \implies Sc_{em} = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_{em} \leq h_{cem} \quad \text{et } dC_{em}/dt < 0 & \implies Sc_{em} = 1 \\ \text{Si } \Delta C_{em} < -h_{cem} & \implies Sc_{em} = -1 \\ \text{Si } -h_{cem} \leq \Delta C_{em} \leq 0 \quad \text{et } dC_{em}/dt > 0 & \implies Sc_{em} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{III.14})$$

La variable booléenne Sc_{em} indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($Sc_{em} = 1$) pour une consigne positive et ($Sc_{em} = -1$) pour une consigne négative, ou diminuée ($Sc_{em} = 0$) ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple. En effet, pour diminuer la valeur de couple, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de Φ_s), on applique les vecteurs V_{i+1} ou V_{i-1} si l'on choisit un sens de rotation positif (sens conventionnel trigonométrique). [34],[37]

III.4. Les estimateurs

Les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux rotorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces grandeurs. [20]

a. Estimation du flux rotorique

L'estimation du vecteur flux statorique se fait par les vecteurs de tensions et de courants, l'expression de flux s'écrit [34],[36],[6]

$$\bar{\varphi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{III.15})$$

Dans la référence (α, β) , les composantes du flux rotoriques sont déterminées comme suite

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_s \alpha - R_s I_s \alpha) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_s \beta - R_s I_s \beta) dt \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Avec
$$\bar{\phi}_s = \phi_{s\alpha} + j \phi_{s\beta} \quad (\text{III.17})$$

L'équation (III.16) qui nécessite la connaissance des composantes du vecteur courant rotorique et d'une vectrice tension rotorique $(I_s \alpha, I_s \beta$ et $V_s \alpha, V_s \beta)$.

Pour calculer les composantes $I_s \alpha$ et $I_s \beta$ du vecteur de courant statorique, nous utilisons la transformation de **Concordia**, à partir des courants mesurés (I_a, I_b) et le courant I_c déduit de la relation suivante [3]

$$I_c = -(I_a + I_b) \quad (\text{III.18})$$

$$I_s = -(I_s \alpha + j I_s \beta) \quad \Longrightarrow \quad \begin{cases} I_s \alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} I_a \\ I_s \beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_b - I_c) \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

On obtient ainsi $V_s \alpha$ et $V_s \beta$, à partir de la tension d'entrée de l'onduleur V_{dc} et des états de commande (S_a, S_b, S_c)

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c)) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

La détermination de la position de θ_r , dans l'intervalle $[0- \pi]$ est donnée par la table suivante [20]

		θ_r
$\Phi_{r\alpha} > 0$	$\Phi_{r\beta} > 0$	$\arctan(\Phi_{r\beta} / \Phi_{r\alpha})$
	$\Phi_{r\beta} < 0$	$\arctan(\Phi_{r\beta} / \Phi_{r\alpha}) + \pi/2$
$\Phi_{r\alpha} < 0$	$\arctan(\Phi_{r\beta} / \Phi_{r\alpha}) + \pi/2$	
$\Phi_{r\alpha} = 0$	$\Phi_{r\alpha} \geq 0$	$\pi/2$
	$\Phi_{r\alpha} \leq 0$	$3\pi/2$

Tableau III 1 Position du vecteur flux rotorique.

b. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des courants statoriques $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ et des flux estimés $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ l'expression du couple est donnée par l'équation suivante :

$$C_{em} - est = p(\phi_{s\alpha} I_{s\beta} + \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (III.21)$$

III.5. Elaboration de la table de commutation :

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\Delta\Phi_r$ et ΔC_{em} , et selon la position du vecteur de flux rotorique ($N_i=1, \dots, 6$). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs du convertisseur coté rotor CCM qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\Phi_r$ et ΔC_{em} , suivant la logique de comportement du flux et du couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension rotorique. [38], [39]

	Augmentation	Diminution
Φ_r	V_{i-1}, V_i et V_{i+1}	V_{i-2}, V_{i+2} et V_{i+3}
C_{em}	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

Tableau III 2 Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC.

En se basant sur cette table généralisée (Tableau III.2), on peut établir la table classique des séquences ci-dessous résumant la MLI vectorielle proposée par la méthode de **Takahashi** pour contrôler le flux rotorique et le couple électromagnétique de la MADA.[36]

Secteur (N)		1	2	3	4	5	6
	$S_{cem} = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
$S_{\phi r} = 1$	$S_{cem} = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$S_{cem} = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
	$S_{cem} = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
$S_{\phi r} = 0$	$S_{cem} = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$S_{cem} = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4
$V_0 = [000]; V_1 = [100]; V_2 = [110]; V_3 = [010]; V_4 = [011]; V_5 = [001]; V_6 = [101]; V_7 = [111]$							

Tableau III 3 Table de commutation de la DTC définissant les séquences de commande du CCM

III.5.1.Stratégie de la commande DTC par la méthode de TAKAHASHI

La commande ‘DTC’, proposée par Takahashi, est basée sur l’algorithme suivant[3],[40]

- Diviser le domaine temporel en périodes de durée T_e réduites (de l’ordre de dizaines de U_s)
- Pour chaque coup d’horloge, mesurer les courants de ligne et les tensions par phase du moteur asynchrone ;
- Reconstituer les composantes du vecteur flux statorique ;
- Estimer le couple électromagnétique, à travers l’estimation du vecteur flux statorique et la mesure des courants de lignes ;
- L’erreur entre le flux de référence et le flux estimé est introduite dans un régulateur à hystérésis qui génère à sa sortie la variable binaire (**SΦ**) à deux niveaux ;
- L’erreur entre le couple de référence et le couple estimé est introduit dans un régulateur hystérésis qui génère à sa sortie une variable logique à trois niveaux (**Scem**).
- Choisir l’état des interrupteurs permettant de déterminer les séquences de fonctionnement de l’onduleur en utilisant les tables de commutations au-dessous (Tableau III.2 et III.3).

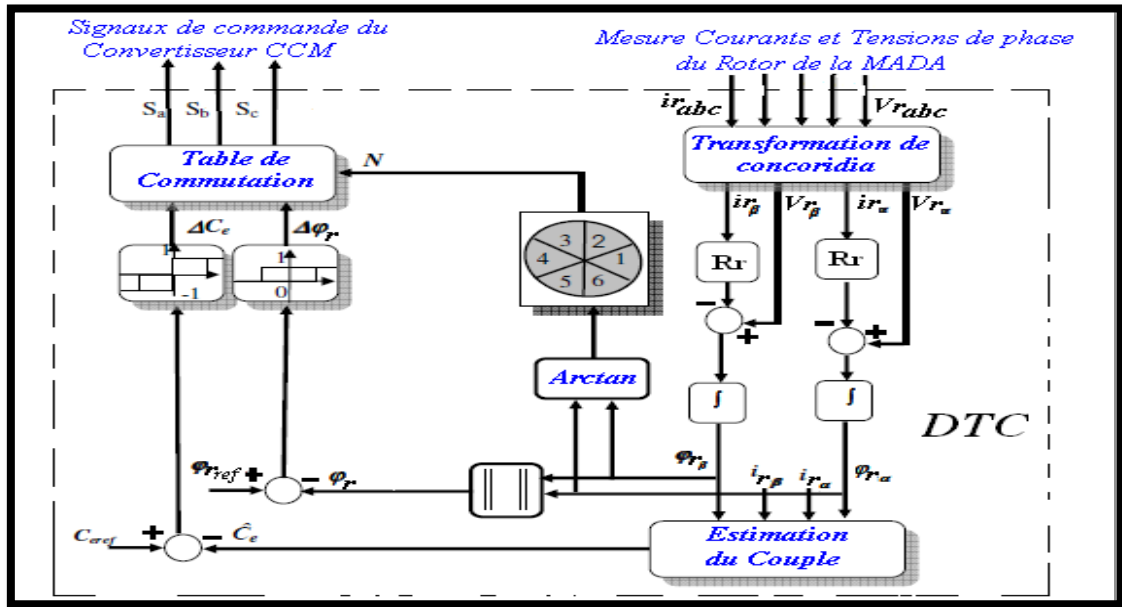


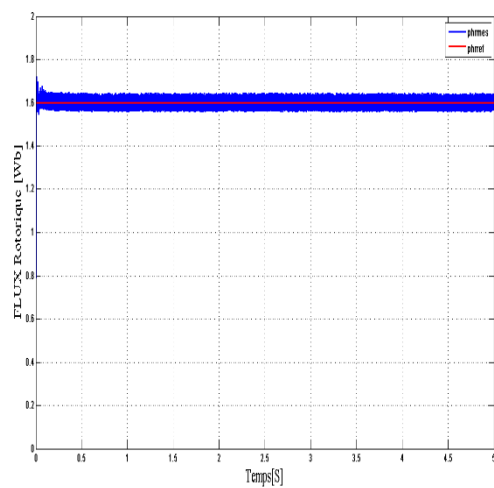
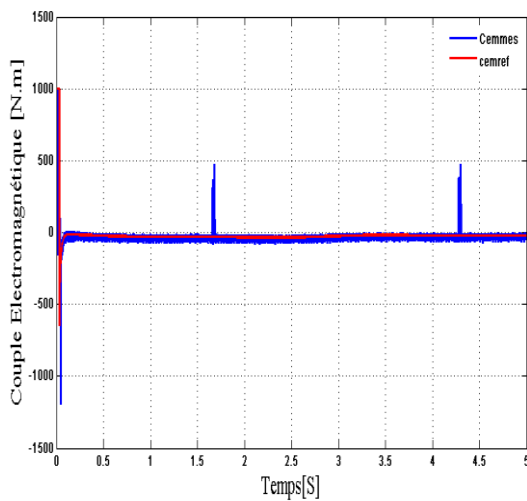
Figure III 8 Schéma de principe de la DTC appliquée à la MADA.

III.6. Résultats de simulation de la DTC appliquée à la MADA

Le comportement de la structure de la commande directe du couple appliquée à une machine asynchrone double alimentation MADA de 7.5 KW (figure (III.1)), est simulé sous un logiciel Matlab/Simulink.

La simulation a été effectuée dans les conditions suivantes :

- La bande d’hystérésis du comparateur de couple est de ± 0.01 (N.m).
- La bande d’hystérésis du comparateur de flux est de ± 0.01 (N.m).
- Le Couple électromagnétique de référence est récupéré à la sortie du régulateur PI.
- Le flux de référence est de 1.6(Wb).



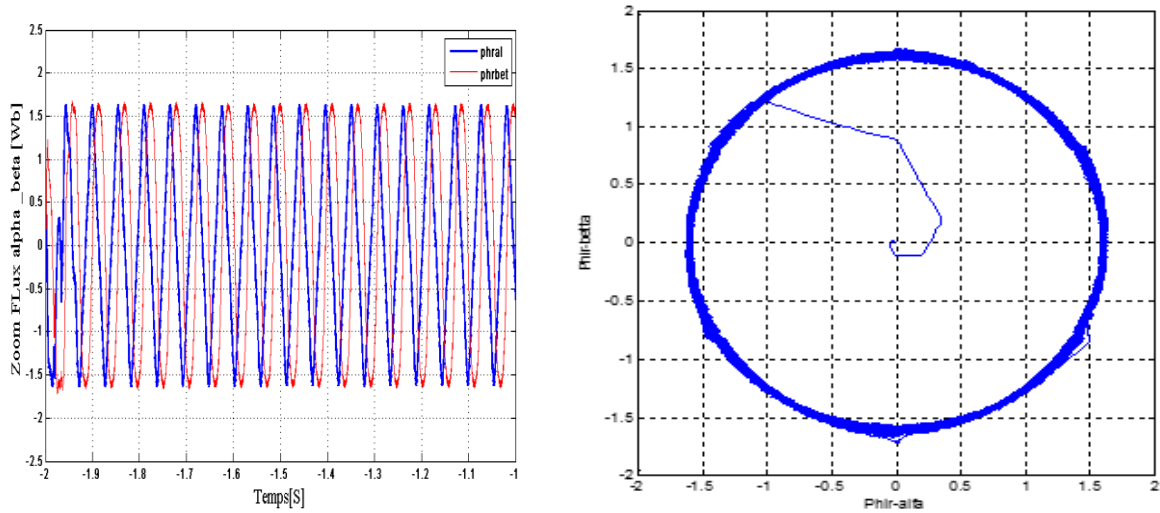


Figure III.9 simulation le principe résultat de DTC.

La figure (III.9) présente les résultats de simulations pour la commande directe de couple et le flux rotorique. Dans la figure III.9 nous apercevons les performances de réglage de vitesse de la MADA obtenus par la stratégie MPPT. Notons que le bloc MPPT délivre un couple de référence optimale. La figure III.9, montre que les deux composantes du flux $\Phi_{r\alpha}$ et $\Phi_{r\beta}$ sont en quadrature et que le vecteur flux rotorique suit sa référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire comme le montre la figure II.9

D'autre part nous confirmons l'inconvénient de la DTC par la présence des fortes oscillations du couple et du flux. Ce phénomène d'oscillation va diminuer la durée de vie de la machine. Les résultats de simulation montrant la faisabilité et les performances de la configuration de la commande DTC étudié.

III.7. contrôle directe de puissance (DPC)

Après la commande vectorielle et la commande du couple DTC apparaît une nouvelle technique de commande pour les machines tournantes la commande directe de puissance DPC. Cette commande est appliquée sur les puissances appelée Contrôle Direct de Puissance ou DPC (Direct Power Control) était proposée par et développée après par [43], pour une application de contrôle des redresseurs en remplacement de la commande classique basés sur la régulation de boucles de courant. Dans cette nouvelle technique de commande, les variables contrôlées sont les puissances active et réactive instantanées.

III.7.1.Principe de la commande DPC

Le Contrôle direct de puissance (DPC) est basé sur le concept du contrôle direct du couple appliqué aux machines électriques. Le but est de contrôler directement la puissance active et réactive dans un redresseur MLI [41,42,46], le même principe a été appliqué pour contrôler le couple et le flux dans les machines électriques alternatives. Les régulateurs utilisés sont des comparateurs à hystérésis pour les erreurs des puissances active et réactive instantanées Δp et Δq . La sortie des régulateurs avec le secteur où se trouve la position du vecteur de tension du réseau, constituent les entrées d'un tableau de commutation qui à son tour détermine l'état de commutation des interrupteurs, la référence de puissance active est obtenue à partir du régulateur de tension du bus continu. La figure III.1 montre le principe du contrôle direct de puissance (DPC classique) [41].

Le principe de fonctionnement de la commande est relativement simple avec trois étapes : on a la partie estimation de flux, ensuite les contrôleurs par hystérésis et enfin la table de sélection des vecteurs optimaux permet de donner les signaux nécessaires pour commander le convertisseur coté rotor.

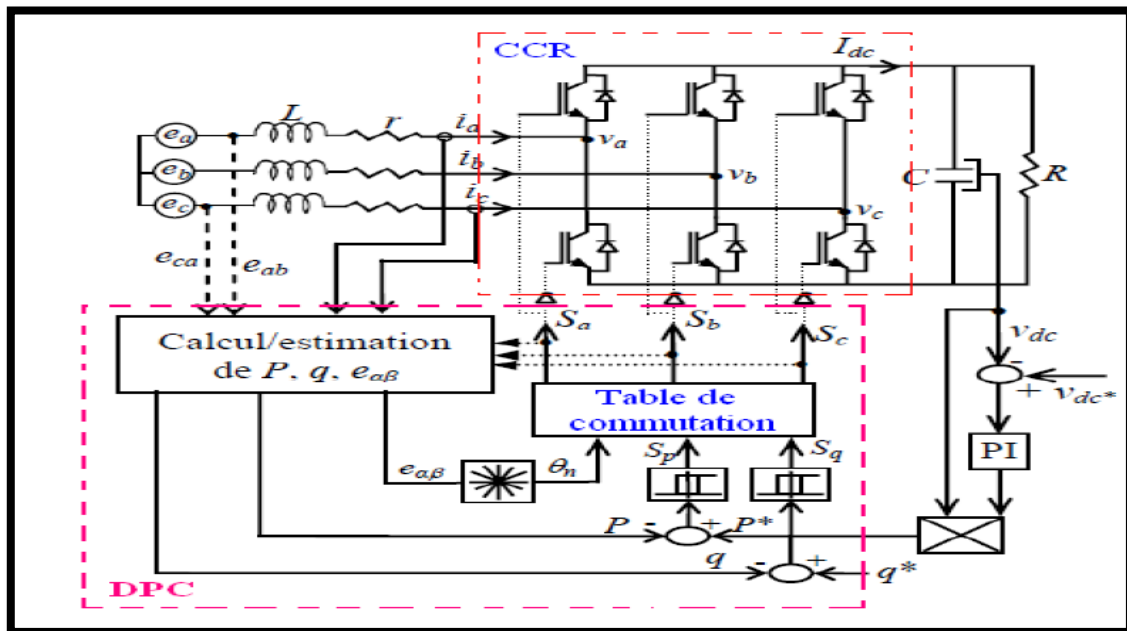


Figure III 10 Configuration du DPC du convertisseur à MLI triphasé

III.7.2. Modélisation de la commande DPC

III.7.2.1. Calcul des puissances instantanées

La puissance active instantanée est déterminée par défini le produit scalaire entre les courants et les tensions de ligne, alors la puissance réactive est définie par le produit vectoriel entre eux

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(I_a - \frac{1}{2} I_b - \frac{1}{2} I_c \right) \\ I_{\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\sqrt{\frac{3}{2}} I_b - \sqrt{\frac{3}{2}} I_c \right) \\ e_{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(e_a - \frac{1}{2} e_b - \frac{1}{2} e_c \right) \\ e_{\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\sqrt{\frac{3}{2}} e_b - \sqrt{\frac{3}{2}} e_c \right) \end{array} \right. \quad (\text{III.22})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} p = e_{\alpha} \cdot I_{\alpha} + e_{\beta} \cdot I_{\beta} \\ q = e_{\alpha} \cdot I_{\beta} - e_{\beta} \cdot I_{\alpha} \end{array} \right. \quad (\text{III.23})$$

Sachant que

$e_{a,b,c}$: tensions instantanée du réseau.

$I_{a,b,c}$: courants instantanée de ligne

$e_{\alpha,\beta}$: tensions du plan (α,β)

$I_{\alpha,\beta}$: courants du plan (α,β)

Deux techniques sont proposées dans la littérature pour réaliser le calcul des puissances instantanées sans capteurs

- Par estimation de la tension [47].
- Par estimation du flux [48].

III.7.2.2. Calcul des puissances instantanées par estimation de la tension

Le contrôle direct de la puissance (DPC) est fondamentalement basé sur l'estimation de la tension

$$e_{a,b,c} = u_{dc} \cdot s_{a,b,c} + L \frac{di_{a,b,c}}{dt} \quad (\text{III.24})$$

Le premier terme de l'équation représente la tension du redresseur et le deuxième terme la tension dans le filtre de raccordement (le paramètre résistif du filtre peut être négligé). Le calcul des puissances, active et réactive instantanées, est donné par les équations suivantes

$$\begin{cases} \mathbf{p} = U_{dc}(S_a \cdot I_a + S_b \cdot I_b + S_c \cdot I_c) + L \left(\frac{di_a}{dt} \cdot I_a + \frac{di_a}{dt} \cdot I_c + \frac{di_a}{dt} \cdot I_c \right) \\ \mathbf{q} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ -U_{dc} [S_a(I_b - I_c) + S_a(I_c - I_a) + S_a(I_a - I_b)] + 3L \left(\frac{di_a}{dt} \cdot I_c - \frac{di_c}{dt} \cdot I_a \right) \right\} \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Malgré la simplicité, cette méthode a plusieurs inconvénients tels que L'évaluation de puissance dépend de l'état de commutation. Par conséquent, le calcul de la puissance doit être évité au moment de commutation, en raison de l'erreur élevée de l'estimation.

III.7.2.3. Calcul des puissances instantanées par estimation du flux

a. Estimation du flux statorique

Le flux, en plus d'être présent pour la synchronisation, est aussi utilisé pour le calcul de puissances instantanées. Ainsi, l'intégration de la tension de la génératrice génère un vecteur de flux dans les coordonnées $(\alpha\beta)$ [42].

Le flux peut être estimé par différentes méthodes dont deux sont très répandus ; le modèle dit en courant et le modèle en tension statorique ou en combinant entre les deux [49]. La chute de tension dans la résistance a été négligée. Ce modèle est donné par le système d'équations suivant

$$\begin{cases} V_s = R_s \cdot I_s + \frac{d\Psi_s}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_r + \frac{d\Psi_r}{dt} - j\omega\Psi_r \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

A partir de (III.26) on a

$$\frac{d\Psi_s}{dt} = V_s - R_s \cdot I_s \quad (\text{III.27})$$

Alors

$$\Psi = \int_0^t (V_s - R_s \cdot I_s) dt \quad (\text{III.28})$$

b. Modèle en tension

Cette méthode est connue comme la plus simple à estimer le flux, elle est issue de l'équation (III.28). L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes suivant les axes $\alpha\beta$ soit

$$\begin{cases} \Psi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha}) dt \\ \Psi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

$$|\Psi| = \sqrt{\Psi_{s\alpha}^2 + \Psi_{s\beta}^2}$$

Les composantes $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ du vecteur courant sont obtenues à partir de la transformation de Concordia des courants mesurés

Avec

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sb} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Les composantes du vecteur de tension sont reconstituées à partir de la tension continue par les relations suivantes

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} V_{dc} (S_b + S_c) \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

L'estimation du flux statorique en coordonnées $\alpha\beta$ comme suit

$$\begin{cases} \Psi_\alpha = \int e_\alpha dt = \int \left(V_\alpha - L \frac{di_\alpha}{dt} \right) dt \\ \Psi_\beta = \int e_\beta dt = \int \left(V_\beta - L \frac{di_\beta}{dt} \right) dt \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

Où :

Ψ est le flux estimé et v la tension du convertisseur.

En considérant la tension de l'onduleur en coordonnées α/β , l'expression du flux devient la suivante

$$\begin{cases} \Psi_\alpha = \int \left(\sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \right) dt - Li_\alpha \\ \Psi_\beta = \int \left(\sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} ((S_b - S_c)) \right) dt - Li_\beta \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

On obtient la tension à partir du flux estimé

$$\bar{e} = \frac{d}{dt} \bar{\Psi} = \frac{d\Psi}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \Psi e^{j\omega t} = \frac{d\Psi}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \bar{\Psi} \quad (\text{III.34})$$

$\bar{\Psi}$ Est le vecteur du flux estimé.

Ψ L'amplitude du flux estime.

Cette méthode travaille dans les coordonnées α/β . Ainsi, les puissances instantanées sont calculées de la façon suivante

$$\begin{cases} p = e_\alpha I_\alpha + e_\beta I_\beta \\ q = e_\beta I_\alpha + e_\alpha I_\beta \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

Sachant que pour des tensions presque sinusoïdales et équilibrées les dérivés de l'amplitude du flux sont nuls, les puissances actives et réactives instantanées sont calculées par l'équation ci-dessous.

$$\begin{cases} p = w. (\Psi_{\alpha} I_{\beta} - \Psi_{\beta} I_{\alpha}) \\ q = w. (\Psi_{\alpha} I_{\alpha} + \Psi_{\beta} I_{\beta}) \end{cases} \quad (III.36)$$

Cette méthode présente des avantages par rapport à la méthode d'estimation de la tension et par conséquent elle permet de travailler avec une fréquence d'échantillonnage plus réduite (les discontinuités de l'estimation de la tension du convertisseur sont filtrées par l'intégrateur qui se comporte comme un filtre passe-bas) [42].

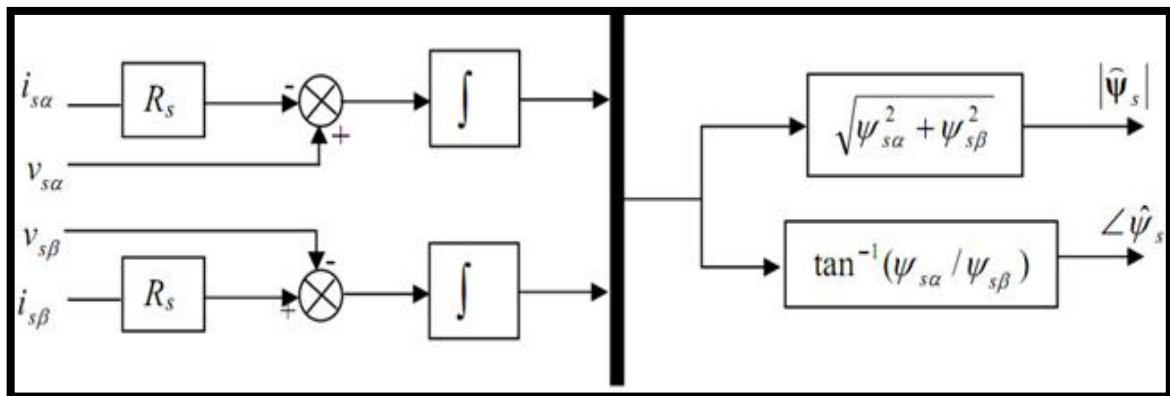


Figure III 11 Schéma de l'estimation du flux statorique par le modèle en tension

Malheureusement la précision de l'estimation de ce modèle est limitée, due à l'intégration en boucle ouverte qui peut mener à de grandes erreurs d'estimation, aussi en basse vitesse la chute de tension statorique n'est plus négligeable, ceci est le principal inconvénient de ce modèle. L'intégrateur pur est souvent remplacé par un filtre passe bas pour éviter le problème de dérive d'intégration, cela contribue à l'amélioration de cette technique [49].

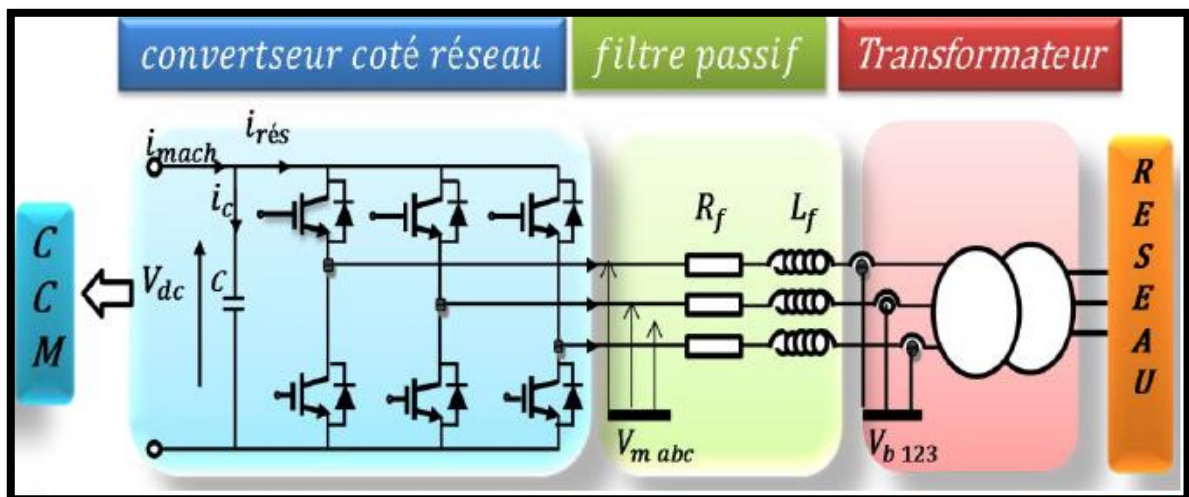


Figure III 12 topologie Connexion du CCR au réseau électrique.

Avec

- V_{dc} tension du bus continu ;
- i_c courant traversant le condensateur ;
- $i_{rés}$ courant de sortie du redresseur ;
- i_{mach} courant ondulé ;
- R_f, L_f résistance et inductance du filtre ;
- V_m avec $m = \{a, b, c\}$ sont les tensions simples à la sortie de l'onduleur ;
- V_b, i_b $b = \{1, 2, 3\}$ sont les tensions et les courants circulant dans le filtre et fourni au réseau.

III.7.2.4. Régulateurs à hystérésis

Le schéma de principe de la figure (III.12) donne deux régulateurs à hystérésis à deux niveaux. Pour réaliser le réglage des puissances active et réactive. L'un est influencé par l'erreur $\Delta_p = (p_{ref} - p)$ pour la puissance active. L'autre est influencé par l'erreur $\Delta_q = (q_{ref} - q)$ pour la puissance réactive.

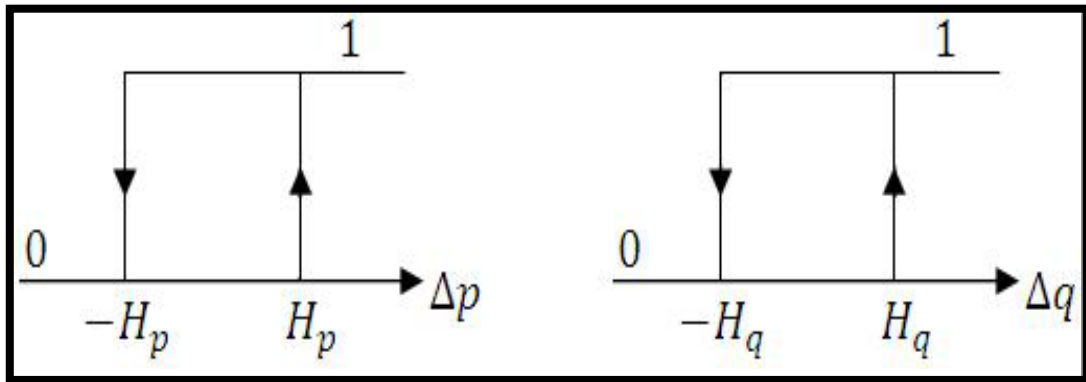


Figure III 13 Caractéristique des régulateurs à hystérésis

Les largeurs de la bande d'hystérésis ont une influence sur la performance du redresseur en particulier, sur la distorsion du courant harmonique, et sur la fréquence moyenne de commutation.

Le régulateur à hystérésis à deux niveaux pour la puissance instantanée active peut être décrit comme

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta_p > H_p \Rightarrow 1 \\ -H_p \leq \Delta_p \leq H_p \text{ Et } \frac{d\Delta_p}{dt} > 0 \Rightarrow d_p = 0 \\ -H_p \leq \Delta_p \leq H_p \text{ Et } \frac{d\Delta_p}{dt} < 0 \Rightarrow d_p = 1 \\ \Delta_p < -H_p \Rightarrow d_p = 0 \end{array} \right. \quad (\text{III.37})$$

Et le même pour le régulateur à hystérésis pour la puissance réactive

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta_p > H_p \Rightarrow 1 \\ -H_q \leq \Delta_q \leq H_q \text{ Et } \frac{d\Delta_q}{dt} > 0 \Rightarrow d_q = 0 \\ -H_q \leq \Delta_q \leq H_q \text{ Et } \frac{d\Delta_q}{dt} < 0 \Rightarrow d_q = 0 \\ \Delta_q < -H_q \Rightarrow d_q = 0 \end{array} \right. \quad (\text{III.38})$$

III.7.2.5. Modèle du bus continu

a. Modélisation de la tension du bus continu

Le réglage de la tension du bus continu est réalisé par une boucle externe. La transition de puissance permet d'imposer le courant capacitif au bus continu.

Donc, la boucle de régulation externe permet de maintenir une tension constante au niveau du bus continu et de générer la référence du courant à injecter dans le condensateur (**I cref**). [44],[45]

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_c \quad (\text{III.39})$$

Le courant **Ic** égale

$$i_c = i_{rés} - i_{mach} \quad (\text{III.40})$$

Avec

- **irés** courant redressé.
- **imach** = **iond** courant ondulé.

La tension de bus continu est modéliser par

$$V_{dc} = \int_0^t \frac{dV_{dc}}{dt} + V_{dc}(t_0) \quad (\text{III.41})$$

D'où

Vdc (t0) = 0 est la valeur de la tension continue à l'instant initial.

b. Contrôle du la tension Vdc

La tension aux bornes du condensateur est donnée par l'équation (III.42). Le correcteur Proportionnel Intégrateur (PI) permet de maintenir une tension constante du bus continu en générant la référence du courant à injecter dans le condensateur.

Le schéma bloc du contrôle du bus continu est montré dans la figure III.14.

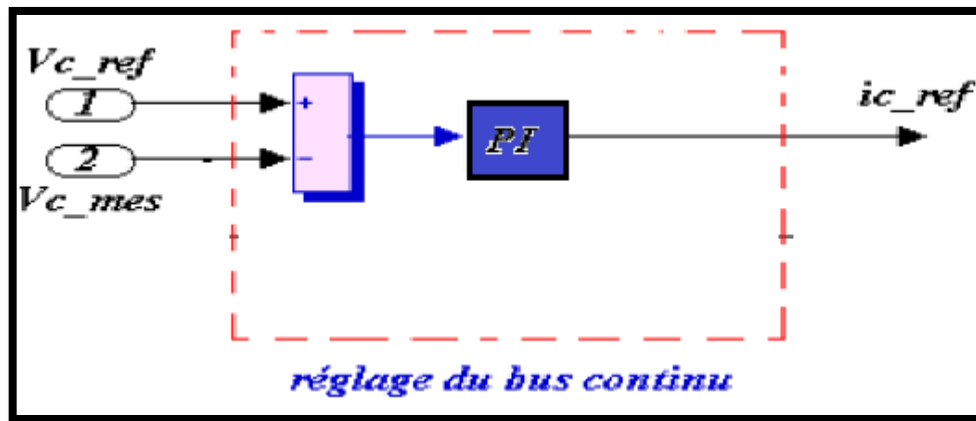


Figure III 14 Contrôle du bus continu.

III.7.3.Elaboration de la table de commutation

La sélection des vecteurs de commande, pour construire la nouvelle table de commutation, est basée sur le signe de la variation provoquée sur les puissances active et réactive

En fonction des sorties logiques **Sp** et **Sq** des comparateurs à hystérésis, le vecteur choisi doit assurer une augmentation ou une diminution de chacune des puissances active et réactive. Sur la base des courbes de variations présentées précédemment, les vecteurs sélectionnés pour le secteur "1" sont représentés dans le tableau III.4.

Secteur1 "S1"		Δq_1	
		$> 0 \leftrightarrow S_q = 1$	$< 0 \leftrightarrow S_q = 0$
Δp_1	$> 0 \leftrightarrow S_p = 1$	V2 ,V3	V4,V5
	$< 0 \leftrightarrow S_q = 0$	V1	V6

Tableau III.4. Vecteurs de commande sélectionnée pour secteur 1 "S1"

Le même raisonnement est utilisé pour la sélection des vecteurs de commande pour les autres secteurs, ce qui donne la nouvelle table de commutation présentée par le tableau III.5.

Sp	Sq	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9	S10	S11	S12
1	0	V5	V6	V6	V1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5
	1	V3	V4	V4	V5	V5	V6	V6	V1	V1	V2	V2	V3
	0	V6	V1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6
0	1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6	V6	V1

Tableau III.5. Table de commutation.

III.8. Résultats de la commande DPC

Le maximum de puissance en fonction de la vitesse du vent. La tension de référence du bus continu V_{dc} est fixée à 620V. La puissance réactive Q_{sref} est fixée à 0VAR, ce qui garantit un facteur de puissance unitaire à la connexion du CCR avec le réseau électrique.

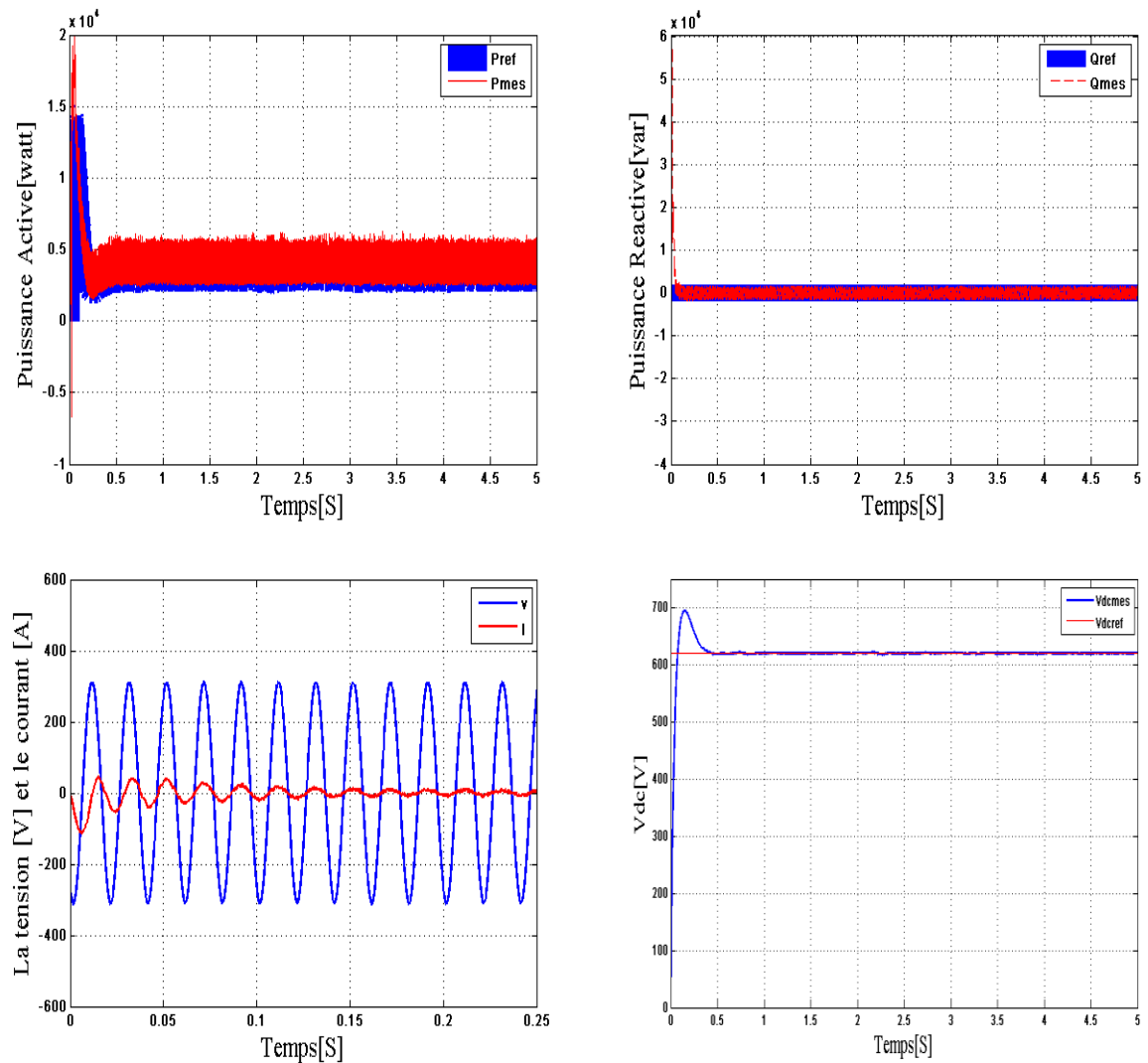


Figure III 15 Résultat de la commande DPC

On remarque que dans la figure III.15 les puissances instantanées active et réactive et la tension du bus continu suit sa référence avec une bonne précision et stabilité.

L'examen des formes d'onde de P , q et V_{dc} sur une période complète de la tension du réseau montre que cette nouvelle table de commutation assure un contrôle précis et simultané des puissances, active et réactive, durant tous les secteurs (S1 jusqu'au S12).

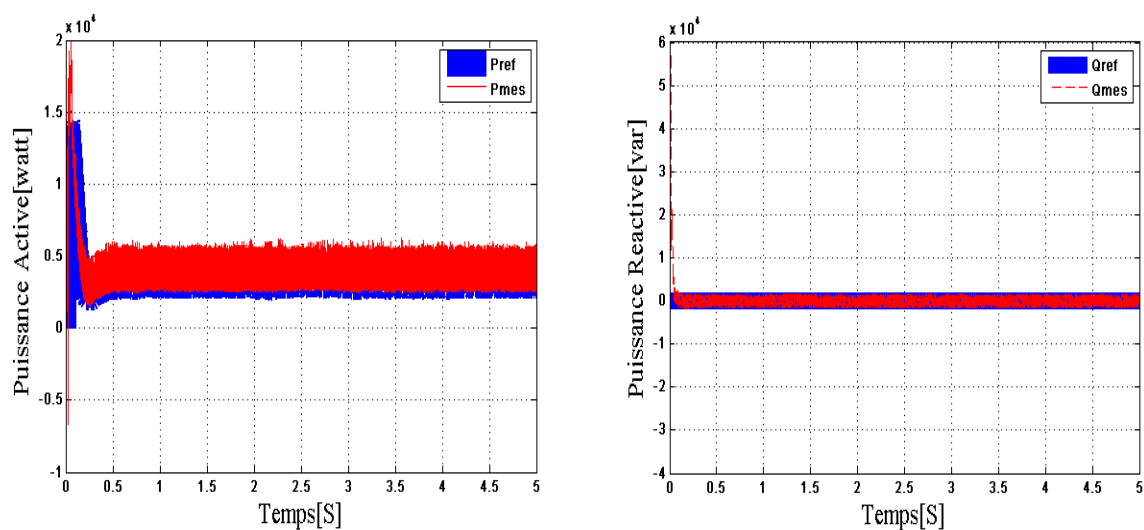
III.8.1. Contrôle d'un système de conversion d'énergie éolienne globale

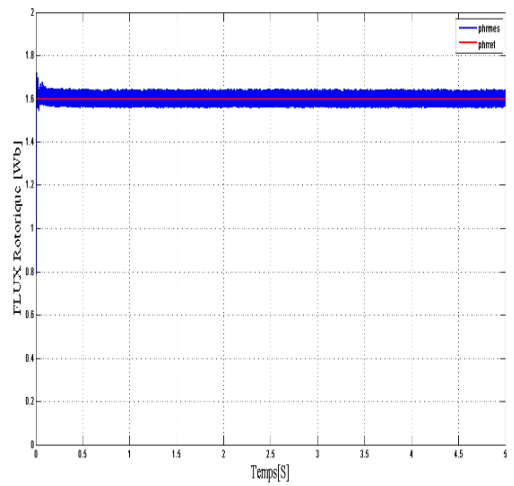
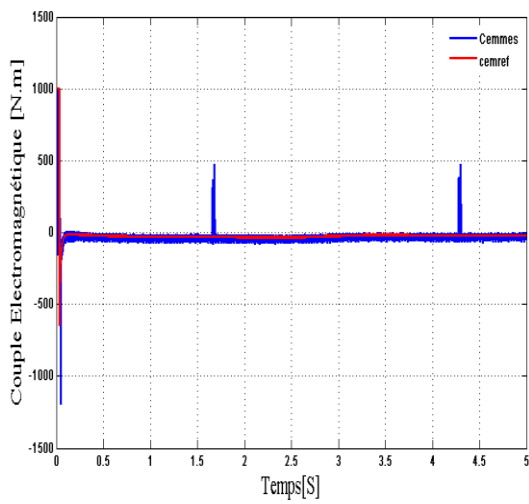
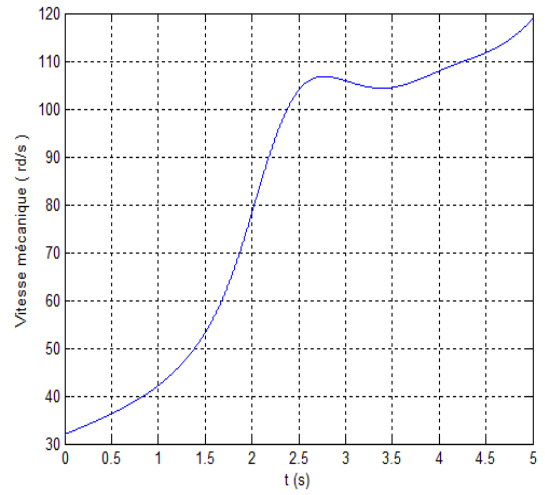
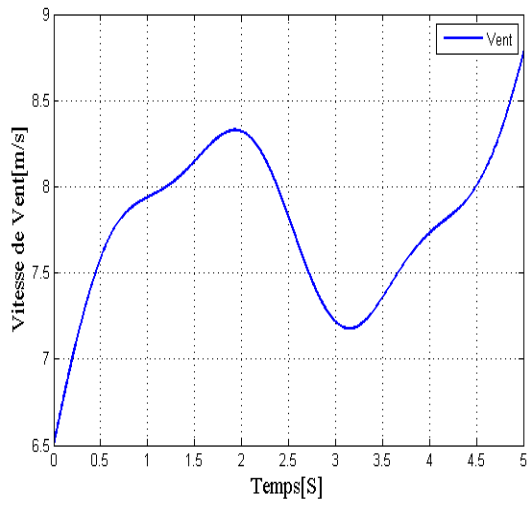
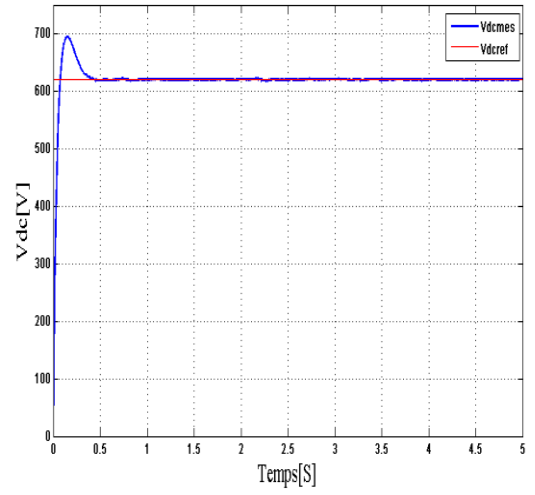
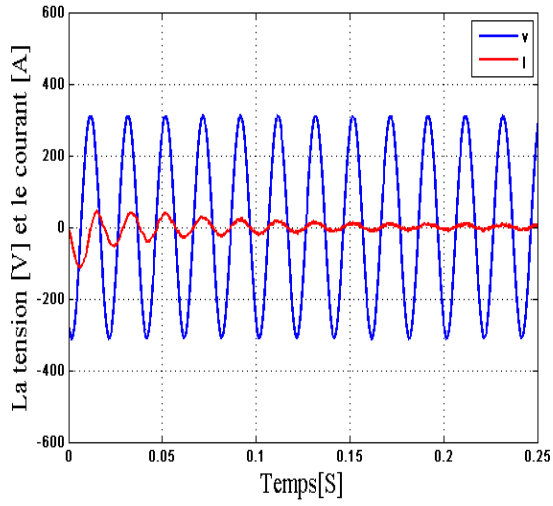
Le schéma de la chaîne éolienne basée à une MADA connectée au réseau, incluant les différentes grandeurs mécaniques et électriques servant à la modélisation du convertisseur statique CCR et CCM.

III.8.1.1. Résultat de simulation et Interprétation

Le système éolien et sa commande ont été simulés en utilisant un logiciel **Matlab/Simulink**, en considérant une MADA de 7.5 KW.

Nous avons considéré que le système de conversion éolien fonctionne dans la zone de fonctionnement optimal (zone 2), c'est-à-dire qu'il produit le maximum de puissance en fonction de la vitesse du vent. La tension de référence du bus continu V_{dc} est fixée à 620V. La puissance réactive Q_{sref} est fixée à 0VAR, ce qui garantit un facteur de puissance unitaire à la connexion du CCR avec le réseau électrique. Par contre, nous ferons varier la puissance réactive statorique Q_s en jouant sur sa valeur de référence dans la commande du CCM.





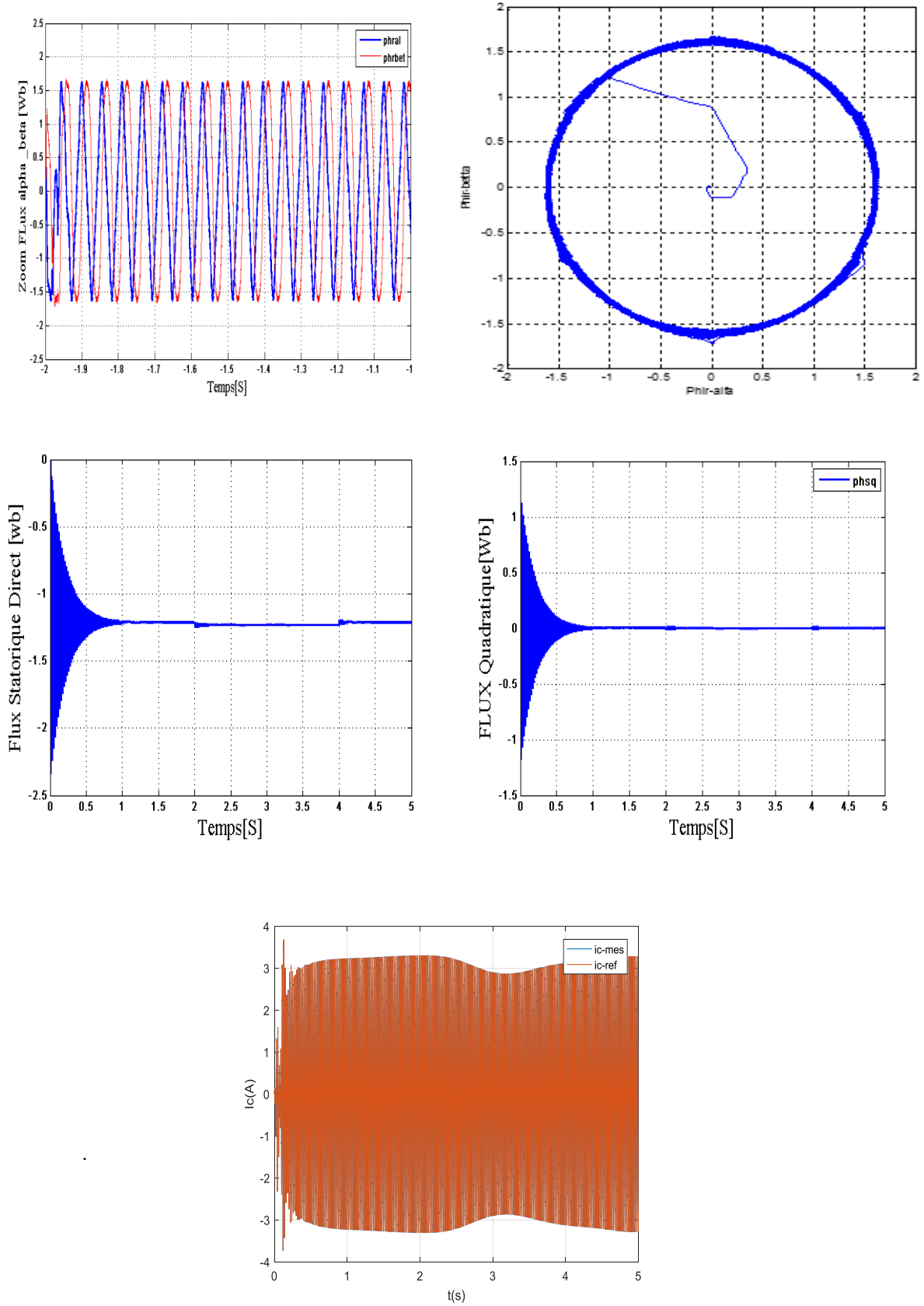


Figure III 16 Résultats de la chaine globale

La Figure III.16 présente l'évolution temporelle du courant, la tension de la phase du stator et des différentes puissances électrique Q_s , P_s . Nous observons également que le courant de phase rotorique suit parfaitement sa référence obtenue par l'orientation du flux statorique. On peut noter que la machine fonctionne en mode génératrice car la puissance réactive statorique prend une valeur négative.

Le couple électromagnétique et les puissances actives et réactives du stator fournis par la MADA. Nous remarquons à partir d'une analyse faite sur une période de 0.06S que le couple électromagnétique estimé suit sa référence avec une bonne dynamique. Ceci est dû à la stratégie de contrôle directe du couple (DTC) appliquée au convertisseur coté rotor CCM.

D'autre part le contrôle DPC du convertisseur coté réseau CCR consiste à régler la tension du bus continu et à contrôler les puissances actives et réactives transitant à travers ce dernier. Le facteur de puissance peut être égal à l'unité en imposant simplement la puissance réactive transitée au réseau nulle.

III.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande du système éolien en se basant sur la structure de la figure III.1. Deux commandes prépondérantes sur le marché actuel, notamment la commande directe du couple DTC et la commande directe de puissance DPC. Ces dernières sont très compétitives et qui attirent l'attention des différents chercheurs afin d'aboutir à une commande performante qui répondre aux exigences industrielles modernes. Dans un premier temps, la configuration et le principe du DTC classique pour le contrôle du convertisseur coté rotor de la MADA (CCM) ont été détaillés.

Les résultats de simulation obtenus ont montrés que la DTC classique donne des bonnes performances en matière de poursuite grâce au principe de la régulation par hystérésis de couple électromagnétique et de flux rotorique. Néanmoins, elle présente des fortes oscillations au niveau de ces deux grandeurs à cause de variation de la fréquence de commutation. Afin de s'affranchir des contraintes sévères de temps de calcul et d'améliorer les défauts de la commande DTC classique, nous avons développé une technique qui réduit les oscillations de couple et de flux en imposant une fréquence de modulation constante

Dans un deuxième temps, la configuration et le principe du DPC du convertisseur coté réseau CCR utilisant la nouvelle table de commutation ont été détaillés. La nouvelle table a été développée dont l'objectif est d'assurer un contrôle précis et simultané des puissances instantanées active et réactive transités au réseau. La table proposée est élaborée grâce à l'expertise faite sur les variations provoquées sur les puissances active et réactive lors de

l'application de chacun des vecteurs de commande, Les résultats de simulation attestent que les puissances instantanées active et réactive transités au réseau électrique sont parfaitement réglées vis-à-vis de leurs références et l'absorption de courants sinusoïdaux avec un facteur de puissance unitaire est obtenue avec succès.

La dernière étape de ce chapitre on a appliqué les deux techniques de commande DTC et DPC sur le système de conversion d'énergie éolienne complet. La stratégie de commande du système de génération basé sur la MADA raccordée au réseau électrique utilise comme grandeurs de réglage le couple électromagnétique et le flux du rotor par le convertisseur CCM et les puissances actives et réactives transités au réseau par le convertisseur CCR. Notons que le système de conversion fonctionne en Hyposynchrone et dans les conditions optimales.